



⑮ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

⑫ Übersetzung der
europäischen Patentschrift

⑨ EP 0 644 677 B 1

⑩ DE 694 30 284 T 2

⑨ Int. Cl.7:
H 04 L 25/03

- ⑳ Deutsches Aktenzeichen: 694 30 284.8
㉑ Europäisches Aktenzeichen: 94 202 629.5
㉒ Europäischer Anmeldetag: 13. 9. 1994
㉓ Erstveröffentlichung durch das EPA: 22. 3. 1995
㉔ Veröffentlichungstag
der Patenterteilung beim EPA: 3. 4. 2002
㉕ Veröffentlichungstag im Patentblatt: 24. 10. 2002

DE 694 30 284 T 2

BEST AVAILABLE COPY

- ③① Unionspriorität:
9300970 16. 09. 1993 BE
- ③② Patentinhaber:
Koninklijke Philips Electronics N.V., Eindhoven, NL
- ③③ Vertreter:
Gößmann, K., Dipl.-Ing., Pat.-Anw., 52066 Aachen
- ③④ Benannte Vertragsstaaten:
DE, FR, GB, IT

- ③⑤ Erfinder:
Russell, Mark Alan, NL-5656 AA Eindhoven, NL;
Sluijter, Robert Johannes, NL-5656 AA Eindhoven,
NL; Bergmans, Johannes Wilhelmus Maria,
NL-5656 AA Eindhoven, NL

- ③⑤ Zusammensetzung von Entzerrer und angepasstem Filter

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II 5 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

DE 694 30 284 T 2

Zusammensetzung von Entzerrer und angepasstem Filter

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf ein Übertragungssystem, das einen Sender zum Liefern eines Signals enthält, das digitale Symbole darstellt, zu einem Kanal, und das einen Empfänger zum Empfangen eines Ausgangssignals des Kanals enthält, wobei dieser Empfänger Ermittlungsmittel aufweist zum Ermitteln
5 eines Detektionssignals aus einer Kombination des Hilfssignals, das hergeleitet wird aus dem Eingangssignal des Empfängers und aus einem Rückkopplungssignal, einen Detektor zum Ermitteln detektierter Symbolwerte aus dem Detektionssignal und Rückkopplungsmittel zum Ermitteln des Rückkopplungssignals aus den detektierten Symbolwerten.

10 Die vorliegende Erfindung bezieht sich ebenfalls auf einen Empfänger für ein derartiges System.

Ein System der eingangs beschriebenen Art ist aus dem US Patent 4.864.590 bekannt.

Übertragungssysteme dieser Art können beispielsweise für digitale
15 Symbolübertragung über das öffentliche Fernsprechnetz benutzt werden oder zum Rekonstruieren digitaler Symbole, die von einem magnetischen Band oder einer magnetischen Platte herrühren.

Wenn digitale Symbole über ein Übertragungsmedium übertragen oder auf einem Aufzeichnungsmedium gespeichert werden, werden die zu übertragenden
20 oder die aufzuzeichnenden Symbole in ein Signal umgewandelt, das die digitalen Signale darstellt. Dies geschieht im Allgemeinen in Form analoger Impulse, die nacheinander dem Übertragungsmedium oder dem Aufzeichnungsmedium zugeführt werden, wofür nachher der Ausdruck Kanal benutzt wird. An dem Ausgang des Kanals sind analoge Impulse vorhanden, aus denen der Wert der übertragenen Symbole mit

Hilfe eines Detektors bestimmt werden kann. Der Detektor kann eine einfache Vergleichsschaltung umfassen, aber es ist durchaus möglich, dass der Detektor als MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation) -Detektor vorgesehen ist. Ein Beispiel eines MLSE-Detektors ist ein Viterbi-Detektor.

- 5 Nebst diesen (gewünschten) analogen Impulsen gibt es fast immer ein (unerwünschtes) Störsignal an dem Ausgang des Kanals. Durch das Vorhandensein dieses Störsignals wird der Detektor gelegentlich falsche Entscheidungen über den Wert der übertragenen Symbole treffen. Die Wahrscheinlichkeit falscher Entscheidungen nimmt zu, wenn die Leistung des Störsignals zunimmt. Einige Kanäle haben
- 10 eine größere Bandbreite als notwendig zum Übertragen der analogen Impulse und außerdem haben sie eine spektrale Leistungsdichte des Störsignals, das mit der Frequenz zunimmt. Das Verhältnis zwischen der aktuellen Bandbreite des Kanals und der Bandbreite, die erforderlich ist zum Übertragen der analogen Impulse wird als Übermaßbandbreite bezeichnet. In solchen Kanälen ist der Störabstand des Ausgangs-
- 15 signals des Kanals niedriger je nachdem die Übermaßbandbreite höher ist. Bei einer hohen Übermaßbandbreite wird das Übertragungssystem im Allgemeinen eine relativ hohe Wahrscheinlichkeit an falschen Entscheidungen liefern durch den relativ geringen Störabstand.

- Zum Reduzieren dieser Wahrscheinlichkeit falscher Entscheidungen
- 20 reduziert der Empfänger des Übertragungssystems des genannten US Patentes die Leistung des Störsignals an dem Eingang des Detektors mit Hilfe eines Tiefpassfilters. Dieses Tiefpassfilter, das eine beschränkte Bandbreite hat, verursacht, dass die empfangenen Impulse einander überlappen, was in vielen Fällen zu der Tatsache führen wird, dass das Eingangssignal des Detektors nicht nur abhängig ist von einem einzigen
- 25 Datensymbol zu einem bestimmten Zeitpunkt, sondern auch von Symbolen angrenzend in der Zeit. Dieser Effekt wird als Intersymbol-Interferenz bezeichnet. Das Vorhandensein von Intersymbol-Interferenz wird in vielen Fällen zu einer Steigerung der Symbolfehlerrate führen.

- Zum Reduzieren der Symbolinterferenz, verursacht durch das Tiefpass-
- 30 filter, wird in dem aus dem US Patent bekannten Übertragungssystem ein Entschei-

5 dungsrückkopplungs-Intersymbol-Interferenzunterdrücker benutzt. Bei diesem Unterdrücker wird aus den detektierten Symbolwerten mit Hilfe der Rückkopplungsmittel ein Kompensationssignal erzeugt. Dieses Kompensationssignal wird von dem Hilfssignal an dem Ausgang des Tiefpassfilters subtrahiert. Das Kompensationssignal ist eine Schätzung der nachteilenden Intersymbol-Interferenz, verursacht durch das Tiefpassfilter. Die Impulsantwort der Rückkopplungsmittel wird derart selektiert, dass das Ausgangssignal der nachteilenden Intersymbol-Interferenz, verursacht durch das Tiefpassfilter entspricht.

10 Bekannte Übertragungssysteme erfordern zwei zusätzliche Filter zum Reduzieren der Wahrscheinlichkeit der falschen Entscheidungen, so dass die Komplexität des Übertragungssystems auf diese Weise gesteigert wird.

Es ist nun u.a. eine Aufgabe der vorliegenden Erfindung ein Übertragungssystem der eingangs beschriebenen Art zu schaffen, dessen Komplexität aber reduziert ist.

15 Dazu weist die vorliegende Erfindung das Kennzeichen auf, dass die Ermittlungsmittel zum Ermitteln des Detektionssignals ein Vordetektionsfilter aufweisen zum Herleiten des Detektionssignals aus der Kombination des Hilfssignals und des Rückkopplungssignals.

20 Dadurch, dass unmittelbar vor dem Filter ein Vordetektionsfilter vorgesehen wird, kann die Funktion des Tiefpassfilters und ein wesentlicher Teil der Funktion der Rückkopplungsmittel mit einem einzigen Filter, d. h. dem Vordetektionsfilter, verwirklicht werden.

25 Zum vollständigen Kompensieren der Intersymbol-Interferenz, die durch das Tiefpassfilter bei dem bekannten Übertragungssystem eingeführt wurde, muss die Impulsantwort des Rückkopplungsfilters gleich dem abfallenden Teil der Impulsantwort des Tiefpassfilters sein. Dies erfordert Filter, die einander genau entsprechen, was sich bei analogen Filtern kaum verwirklichen lässt. Ein hinzukommender Vorteil des Übertragungssystems nach der vorliegenden Erfindung ist, dass man

diese Anforderungen der Übereinstimmung kann fallen lassen, weil die Funktionen des Tiefpassfilters und des Rückkopplungsfilters durch ein einziges Filter durchgeführt werden.

- Es hat sich herausgestellt, dass in dem Artikel: "Decision Feedback Equalisation" von C.A. Belfiore und J.H. Park in "Proceedings of the IEEE" Heft 67, Nr. 8. August 1979 ein alternatives Übertragungssystem veröffentlicht wurde, wobei eine Differenz zwischen dem Detektionssignal und dem Detektorausgangssignal, welche Differenz durch ein Rückkopplungsfilter gefunden worden ist, von dem Detektionssignal subtrahiert wird. Dieses Verfahren kann als eine Subtrahierung eines schätzbaren Teils des Störsignals an dem Ausgang des Kanals von dem Detektionssignal bevor das Detektionssignal dem Detektor zugeführt wird, betrachtet werden. Eine derartige Anordnung braucht ebenfalls nur ein einziges Filter. Ein erster Nachteil dieses alternativen Übertragungssystems ist, dass dieses Übertragungssystem nicht unter allen Umständen verwirklicht werden kann, wie in dem Artikel von Belfiore und Park beschrieben. Außerdem ist es notwendig, dass zum Ermitteln der Differenz zwischen dem Detektionssignal und dem Detektorausgangssignal die zwei Signale eine gleich lange Verzögerung erfahren haben. Bei einer analogen Implementierung des Empfängers lässt sich dies kaum verwirklichen, so dass die Verwendung eines analogen Rückkopplungsfilters in dem alternativen Übertragungssystem weniger interessant ist.

Eine Ausführungsform der vorliegenden Erfindung weist das Kennzeichen auf, dass die Rückkopplungsmittel ein Rückkopplungsfilter ist.

- Dadurch, dass ein anderes Rückkopplungsfilter in den Rückkopplungsmitteln vorgesehen wird, ist es möglich, nicht nur die Intersymbol-Interferenz, die durch die Reduktion der Störsignalleistung verursacht wird, auszugleichen, sondern auch die Intersymbol-Interferenz, die durch eine begrenzte Bandbreite des Kanals oder durch Filterung in dem Sender der von demselben zu übertragenden Impulse verursacht wird.

Eine weitere Ausführungsform der vorliegenden Erfindung weist das Kennzeichen auf, dass die Rückkopplungsmittel zum Erzeugen wenigstens zweier Rückkopplungssignale vorgesehen sind, dass die Ermittlungsmittel zum Ermitteln des Detektionssignal wenigstens zwei parallele Zweige aufweisen, wobei jeder der Zweige dazu vorgesehen ist, das Hilfssignal mit einem der Rückkopplungssignale zu kombinieren, dass jeder der Zweige ein Hilfsvordetektionsfilter aufweist zum Filtern der Kombination des Hilfssignals und des betreffenden Rückkopplungssignals, und dass die Ermittlungsmittel zum Ermitteln des Detektionssignals Kombiniermittel enthalten zum Kombinieren der Ausgangssignale der Zweige zu dem Detektionssignal.

10 Dadurch, dass das Vordetektionsfilter als wenigstens zwei Hilfsvordetektionsfilter ausgebildet ist, deren Ausgangssignale kombiniert werden, und dadurch, dass jedes der Eingangssignale der Hilfsvordetektionsfilter aus dem Hilfssignal und aus dem eigenen Rückkopplungssignal gebildet wird, wird eine einfache Implementierung für Vordetektionsfilter erhalten, die eine Übertragungsfunktion einer Größenordnung größer als 1 haben.

Ausführungsbeispiele der vorliegenden Erfindung sind in der Zeichnung dargestellt und werden im Folgenden näher beschrieben. Es zeigen:

Fig. 1 und 2 zwei Ausführungsformen eines Übertragungssystems nach der vorliegenden Erfindung,

20 Fig. 3 – 6 Wellenformen, mit deren Hilfe die Wirkung eines Übertragungssystems nach der vorliegenden Erfindung erläutert wird,

Fig. 7 und 8 zwei Ausführungsformen eines Empfängers nach der vorliegenden Erfindung.

25 Bei dem Übertragungssystem nach Fig. 1 werden die übertragenen Symbolwerte a_k einem Sender 2 zugeführt. Ein Ausgang des Senders 2 ist mit einem Eingang eines Kanals 4 gekoppelt.

Ein Ausgang des Kanals 4 ist mit einem Eingang eines Empfängers 6 verbunden.

Der Eingang des Empfängers 6 ist mit einem ersten Eingang von Ermittlungsmitteln 9 verbunden zum Ermitteln des Detektionssignals. Ein Ausgang der Ermittlungsmittel 9 zum Ermitteln des Detektionssignals ist mit einem Eingang des Detektors 12 verbunden. Der Ausgang des Detektors 12 bildet den Ausgang des Empfängers 6 und ist ebenfalls mit einem Eingang der Rückkopplungsmittel verbunden, die in diesem Fall ein Rückkopplungsfilter 14 enthalten. Der Ausgang des Rückkopplungsfilters 14, der das Rückkopplungssignal trägt, ist mit einem zweiten Eingang der Ermittlungsmittel verbunden zum Ermitteln des Detektionssignals.

Der erste Eingang der Ermittlungsmittel zum Ermitteln des Detektionssignals wird gebildet durch einen ersten Eingang der Subtrahierschaltung 8, wobei der zweite Eingang der Ermittlungsmittel zum Ermitteln des Detektionssignals durch einen zweiten Eingang der Subtrahierschaltung 8 gebildet wird. Der Ausgang der Subtrahierschaltung 8 ist mit einem Eingang des Vordetektionsfilters 10 verbunden. Der Ausgang des Vordetektionsfilters 10 bildet den Ausgang der Ermittlungsmittel zum Ermitteln des Detektionssignals.

In dem Sender 2 werden die angebotenen Symbolwerte a_k in Pulse umgewandelt, die geeignet sind um über den Kanal 4 übertragen zu werden. Das können beispielsweise sog. Voll-Antwortimpulse sein, in welchem Fall jedes Symbol a_k durch einen einzelnen Impuls dargestellt wird, aber es ist auch denkbar, dass sog. Teilantwortimpulse benutzt werden, in welchem Fall jedes Symbol a_k durch mehr als nur einen Impuls dargestellt wird.

Die Subtrahierschaltung 8 subtrahiert das Rückkopplungssignal, das von dem Rückkopplungsfilter 14 herrührt, von dem empfangenen Signal $r(t)$. Das Vordetektionsfilter 10 leitet das Detektionssignal von dem Ausgangssignal der Subtrahierschaltung 8 her. Die Übertragungsfunktion des Vordetektionsfilters wird derart selektiert, dass die Reihe von Ist-Werten des Rauschanteils am Eingang des Detektors 12 zu den Entscheidungszeitpunkten dieses Detektors 12 ein weißes Rauschsignal ist,

während die Übertragung des Rückkopplungsfilters 14 durch die durch den Kanal 4 eingeführte Intersymbol-Interferenz bestimmt wird. Die Bemessung des Vordetektionsfilters 10 und des Rückkopplungsfilters 14 wird in Ausführungsformen der vorliegenden Erfindung, die nachher noch beschrieben werden, noch weiter beschrieben.

5 Bei dem in Fig. 2 dargestellten Übertragungssystem werden die Übertragungssymbolwerte als NRZ-Impulse einem Eingang eines Sendefilters 50 zugeführt. Der Ausgang des Sendefilters 50 ist mit einem Eingang eines FM-Modulators 52 verbunden. Der Ausgang des FM-Modulators 52 bildet ebenfalls den Ausgang des Senders 2 und ist mit dem Eingang des Kanals 4 verbunden. Der Ausgang des Kanals 10 4 ist mit einem Eingang des Empfängers 6 verbunden.

In dem Empfänger 6 wird das Signal des Empfängers einem Bandpassfilter 54 zugeführt. Der Ausgang des Bandpassfilters 54 ist mit dem Eingang eines FM-Demodulators 56 verbunden. Der Ausgang des FM-Demodulators 56 ist mit einem ersten Eingang einer Subtrahierschaltung 58 verbunden. Der Ausgang der Subtrahierschaltung 58 ist mit einem ersten Eingang des Vordetektionsfilters verbunden, 15 das in diesem Fall ein analoges Tiefpassfilter erster Ordnung 60 ist. Der Ausgang des Tiefpassfilters 60 ist mit einem Eingang eines Detektors 62 verbunden. Die Ermittlungsmittel zum Ermitteln des Detektionssignals werden durch die Subtrahierschaltung 58 und das Tiefpassfilter 60 gebildet. Der Ausgang des Detektors ist mit einem 20 ersten Eingang einer Multiplizierschaltung 66 verbunden. Ein zweiter Eingang der Multiplizierschaltung 66 wird mit einem konstanten Wert α versehen. Der Ausgang der Multiplizierschaltung 66 ist mit einem zweiten Eingang der Subtrahierschaltung 58 verbunden. Die Rückkopplungsmittel werden in diesem Fall durch die Multiplizierschaltung 66 gebildet.

25 In dem Sender 2 werden die NRZ-Impulse, welche die Symbolwerte a_k darstellen, durch das Sendefilter 50 gefiltert. Dieses Filter ist ein Bessel-Filter 5. Ordnung mit einer Grenzfrequenz gleich der halben Symbolfrequenz. Dieses Filter begrenzt die Bandbreite des Übertragungssignals. In dem FM-Modulator 52 wird das Ausgangssignal des Sendefilters 50 mit Hilfe von Frequenzmodulation einem Träger 30 aufmoduliert. Die Frequenzdrehung des FM-Signals entspricht $0,35 f_s$, wobei f_s die

Symbolfrequenz ist, die zu einem Modulationsindex η von 0,5 führt. Das Sendefilter hat annähernd eine Gaußsche Übertragungsfunktion, so dass das übertragene Signal annähernd ein GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying) –Signal ist.

In dem Empfänger 6 wird das empfangene Signal durch das Bandpass-
5 filter 54 gefiltert. Dieses Bandpassfilter hat eine Bandbreite von $1,8 f_s$ und hat eine Übertragungscharakteristik, erhalten durch Tiefpass/Bandpass-Transformation des Bessel-Filters 5. Ordnung. Das FM-Signal wird durch den FM-Demodulator 56 demoduliert, wonach die Differenz zwischen dem Ausgangssignal des FM-Demodulators 56 und dem Rückkopplungssignal durch das Tiefpassfilter 60 gefiltert wird. Das Tief-
10 passfilter 60 hat eine Grenzfrequenz von $0,05 f_s$. Am Ausgang des Filters 60 ist das Detektionssignal verfügbar. Da das Ausgangssignal des FM-Demodulators 56 einen Rauschanteil mit einem Leistungsspektrum aufweist, das quadratisch mit der Frequenz zunimmt (bis zu einer bestimmten maximalen Frequenz), und das Tiefpassfilter 60 hat eine Leistungsübertragungsfunktion, die über der Grenzfrequenz quadratisch mit der
15 Frequenz abnimmt, wird an dem Eingang des Detektors 62 (auch bis zu einer bestimmten maximalen Frequenz) ein Detektionssignal mit einem im Wesentlichen weißen Rauschanteil erhalten.

; Fig. 3 zeigt aufgetragen gegenüber der Zeit den Beitrag eines einzelnen empfangenen Impulses an dem Eingang des Empfängers zu dem Detektionssignal.
20 Aus dieser Kurve ist deutlich ersichtlich, dass das Tiefpassfilter 60 eine wesentliche Menge an Intersymbol-Interferenz einführt. Der Detektor 62 trifft Entscheidungen zu Zeitpunkten $k.T$ über die Symbolwerte, die zu diesen Zeitpunkten empfangen werden. Dieser Symbolwert wird an dem Ausgang des Detektors 62 eine Zeitperiode T aufrechterhalten. Das Ausgangssignal des Detektors 62, verursacht durch den Impuls,
25 dargestellt in Fig. 3, ist in Fig. 4 dargestellt. Dieses Ausgangssignal wird über die Multiplizierschaltung 66 und die Subtrahierschaltung 58 ebenfalls dem Tiefpassfilter 60 zugeführt. Der Beitrag des Ausgangssymbols \hat{a}_k des Detektors zu dem Ausgangssignal des Tiefpassfilters 60 ist in Fig. 5 dargestellt. Das schlußendliche Detektionssignal wird der Differenz zwischen den in den Fig. 3 und 5 dargestellten Signalen ent-
30 sprechen. Dieses Detektionssignal ist in Fig. 6 dargestellt. Der Wert von α soll derart

- gewählt werden, dass die Signale aus den Fig. 3 und 5 einander aufheben zu Zeitpunkten $t \geq 3T$. Diese Aufhebung ist möglich, weil der in Fig. 3 für die Zeitpunkte $t \geq 3T$ dargestellte Impuls als eine exponentielle Funktion der Zeit angenähert werden kann. Da der Beitrag des Ausgangssignals des Detektors zu dem Ausgangssignal von $t \geq 3T$ ebenfalls eine gleiche, aber zeitverschobene exponentielle Funktion ist, kann eine genaue Skalierung durch α schaffen, dass die Werte der beiden exponentiellen Funktionen für $t \geq 3T$ gleich gemacht werden. Dadurch ist ein idealer Ausgleich für die von dem Tiefpassfilter eingeführte Intersymbol-Interferenz möglich. Für diese Art von Ausgleichen der durch den Kanal 4 und das Tiefpassfilter 60 verursachte Intersymbol-Interferenz sollte Folgendes im Allgemeinen gelten:

$$(h * w)(t) - (g * w)(t - mT) = 0 \quad t \geq mT \quad (1)$$

- Hierin ist h die Impulsantwort des Kanals, w ist die Impulsantwort des Prädiktionsfilters, g ist die Impulsantwort der Rückkopplungsmittel, T ist die Symbolperiode, $*$ ist der Faltungsoperator und m ist die Anzahl Abtastwerte der Impulsantwort des für die Detektion des Symbolwertes \hat{a}_k benutzten Kanals. Wenn die Kanalimpulsantwort durch $\delta(t)$ angenähert werden kann, ändert sich (1) zu:

$$; W(t) - (g * w)(t - mT) = 0 \quad t \geq mT \quad (2)$$

Wenn $w(t)$ eine exponentielle Funktion $c e^{-\frac{t}{\tau}} \cdot U(t)$ ist, und $g(t)$ ist kausal, ändert sich (2) zu:

$$ce^{-\frac{t}{\tau}} - c \int_{-0}^{t-mT} g(\Theta) e^{-\frac{t-mT-\Theta}{\tau}} d\Theta = 0 \quad t \geq mT \quad (3)$$

(3) kann wie folgt ausgearbeitet werden:

$$\int_{-0}^{t-mT} g(\Theta) e^{-\frac{\Theta}{\tau}} d\Theta = e^{-\frac{mT}{\tau}} \quad (4)$$

Aus (4) kann bemerkt werden, dass die Lösung $g(t) = e^{-mT/\tau} \cdot \delta(t)$ der Gleichung (4) entspricht. Dies bedeutet, dass der konstante Faktor α in den Rückkopplungsmitteln 66 gleich $e^{-mT/\tau}$ sein soll. Wenn der Detektor 62 eine Vergleichsschaltung aufweist, wird der Wert von m gleich 1 sein, Wenn aber ein Viterbi-Detektor benutzt wird, kann
5 m auf vorteilhafte Weise derart gewählt werden, dass er grober ist als 1, weil der Viterbi-Detektor dann einen Teil der Energie in dem abfallenden Teil der Impulsantwort des Tiefpassfilters 60 benutzen kann.

In dem in Fig. 7 dargestellten Empfänger 6 wird das Eingangssignal den Ermittlungsmitteln 9 zum Ermitteln des Detektionssignals zugeführt. Der Ausgang der Ermittlungsmittel 9 zum Ermitteln des Detektionssignals ist mit einem Eingang des Detektors 12 und mit einem ersten Eingang einer Subtrahierschaltung 18 verbunden. Der Ausgang des Detektors 12 bildet den Ausgang des Empfängers und ist ebenfalls mit einem Eingang einer Multiplizierschaltung 17 sowie mit einem Eingang der Multiplizierschaltung 15 verbunden. Der Ausgang einer Multiplizierschaltung 15
15 ist mit einem zweiten Eingang der Subtrahierschaltung 18 sowie mit einem Eingang eines Verzögerungselementes 23 verbunden, das eine Verzögerung T hat. Der Ausgang des Verzögerungselementes 23 ist mit einem ersten Eingang einer Multiplizierschaltung 19, mit einem ersten Eingang einer Multiplizierschaltung 21 und mit einem Eingang eines Verzögerungselementes 22 verbunden. Der Ausgang des Verzögerungselementes 22 ist mit dem ersten Eingang einer Subtrahierschaltung 25 verbunden. Der Ausgang der Subtrahierschaltung 25 ist mit einem zweiten Eingang der Ermittlungsmittel 9 zum Ermitteln des Detektionssignals verbunden. Die Rückkopplungsmittel werden durch die Verzögerungselemente 22 und 23 und durch die Multiplizierschaltung 21 sowie die Subtrahierschaltung 25 gebildet.
20

Der Ausgang der Subtrahierschaltung 18 ist mit einem zweiten Eingang der Multiplizierschaltung 17 sowie mit einem zweiten Eingang der Multiplizierschaltung 19 verbunden. Der Ausgang der Multiplizierschaltung 17 ist mit einem Eingang eines invertierenden Integrators 16 verbunden, dessen Ausgang mit einem zweiten Eingang der Multiplizierschaltung 15 verbunden ist.
25

Der Ausgang der Multiplizierschaltung 19 ist mit einem Eingang eines Integrators 20 verbunden. Der Ausgang des Integrators 20 ist mit einem zweiten Eingang der Multiplizierschaltung 21 verbunden. Der Ausgang der Multiplizierschaltung 21 ist mit einem zweiten Eingang der Subtrahierschaltung 25 verbunden.

5 Der in Fig. 7 dargestellte Empfänger ist für einen Kanal eingerichtet, der eine sog. Klasse-IV Teilantwort-Übertragung hat. Für die diskrete Zeitimpulsantwort dieses Kanals kann für eine Abtastperiode gleich dem Symbolintervall $q(k) = \delta(k) - \delta(k-2)$ geschrieben werden, wobei $\delta(k)$ die Kronecker-Delta-Funktion ist. Wenn vorausgesetzt wird, dass der Rauschanteil in dem Eingangssignal des Empfängers mit
10 der Frequenz quadratisch zunimmt, was oft der Fall ist bei magnetischen Aufzeichnungskanälen, kann ein Tiefpassfilter erster Ordnung für das Prädiktionsfilter 10 gewählt werden zum Erhalten eines Detektionssignals, des verfügbarer Rauschanteil weiß ist.

Für die diskrete Zeitimpulsantwort des Vordetektionsfilters 10 gilt Fol-
15 gendes:

$$W(k) = (1 - \alpha)^k \cdot U(k) \quad (5)$$

In (5) ist α ein Maß für die Zeitkonstante des Tiefpassfilters und $u(k)$ ist die Einheits-
schrittfunction, die gleich 0 ist für $k < 0$ und gleich 1 für $k \geq 0$. Für die diskrete Zeit-
impulsantwort $q'(k)$ der Kombination des Kanal- und Vordetektionsfilters wird dann
20 gefunden:

$$q'(k) = (1 - \alpha)^k \cdot U(k) - (1 - \alpha)^{k-2} \cdot U(k-2) \quad (6)$$

Aus der Impulsantwort von (6) sollen alle Werte für $k > 0$ durch die Kombination des Rückkopplungsfilters 14 und des Vordetektionsfilters 10 eliminiert werden. Die Impulsantwort der Kombination des Rückkopplungsfilters 14 und des Vordetektionsfil-
25 ters 10 wird dann gleich:

$$h'(k) = (1 - \alpha)^k \cdot U(k-1) - (1 - \alpha)^{k-2} \cdot U(k-2) \quad (7)$$

(7) kann wie folgt geschrieben werden:

$$h'(k) = (1 - \alpha) \cdot (1 - \alpha)^{k-1} \cdot U(k-1) - (1 - \alpha)^{k-2} \cdot U(k-2) \quad (8)$$

(8) kann als die Antwort des Vordetektionsfilters 10 betrachtet werden auf ein Signal gleich:

$$f(k) = (1 - \alpha) \cdot \delta(k-1) - \delta(k-2) \quad (9)$$

Dies bedeutet, dass die diskrete Zeitimpulsantwort $h(k)$ des Rückkopplungsfilters gleich $(1-\alpha) \cdot \delta(k-1) - \delta(k-2)$ sein soll.

Wenn das Vordetektionsfilter 10 als diskretes Zeitfilter vorgesehen ist und ebenfalls die Amplitude des Eingangssignals der Subtrahierschaltung 8 genau bekannt ist (beispielsweise dadurch, dass ein AVR-Verstärker vorgesehen ist), kann der Koeffizient der Multiplizierschaltung 21 auf einfache Art und Weise gleich $1-\alpha$ gewählt werden. Wenn das Vordetektionsfilter 10 als ein analoges Filter vorgesehen ist, oder wenn die Amplitude des Eingangssignals der Subtrahierschaltung 8 nicht genau bekannt ist, ist die Konstante α auch nicht genau bekannt. In dem Fall ist es erwünscht, das Rückkopplungsfilter als ein Adaptivfilter vorzusehen, das den Korrekturwert des Multiplizierkoeffizienten von dem Detektionssignal und den detektierten Symbolen bestimmt. In dem Empfänger 6 aus Fig. 7 ist das Rückkopplungsfilter als eine adaptive Version vorgesehen. Außerdem umfasst der Empfänger ein adaptives System, damit der Empfänger mit verschiedenen Amplituden des Detektionssignals einwandfrei arbeitet.

Es wird nun vorausgesetzt, dass an dem Eingang des Verzögerungselementes 23 ein rekonstruiertes Detektionssignal vorhanden ist, das die detektierten Symbolwerte darstellt und eine Amplitude hat gleich der Amplitude des Detektionssignals. An dem Ausgang der Subtrahierschaltung 18 ist ein Signal vorhanden, das proportional zu der Differenz zwischen dem rekonstruierten Detektionssignal und dem aktuellen Detektionssignal ist. Mit Hilfe der Multiplizierschaltung 19 wird die Korrelation zwischen dem Differenzsignal $e(k)$ und dem Wert des rekonstruierten Detekti-

onssignal bestimmt. Wenn der Koeffizient $(1-\alpha)$ einen richtigen Wert hat, wird der Korrelationswert zwischen dem Differenzsignal $e(k)$ und dem rekonstruierten Detektionssignal gleich Null sein. Das Ausgangssignal des Integrators 20, das den Wert von $(1-\alpha)$ darstellt, behält den aktuellen Wert. Wenn der Wert von $(1-\alpha)$ zu klein ist, wird die durch das Vordetektionsfilter 10 eingeführte Intersymbol-Interferenz nur teilweise durch das Rückkopplungssignal ausgeglichen. Dann gibt es eine Korrelation zwischen dem Differenzsignal $e(k)$ und dem rekonstruierten Detektionssignal $\hat{a}(k-1)$. Das Ausgangssignal der Multiplizierschaltung 19 ist ein Maß für diese Korrelation. Mit einem zu kleinen Wert von $(1-\alpha)$ wird das Ausgangssignal der Multiplizierschaltung 19 im Schnitt positiv sein. Dadurch wird das Ausgangssignal des Integrators zunehmen, bis der Korrelationswert zwischen $e(k)$ und dem rekonstruierten Detektionssignal gleich Null ist.

Wenn der Wert von $(1-\alpha)$ zu groß ist, wird die Intersymbol-Interferenz, die von dem Vordetektionsfilter eingeführt wird, durch das Rückkopplungsfilter überkompensiert. Dann gibt es ebenfalls eine Korrelation zwischen dem Differenzsignal $e(k)$ und dem rekonstruierten Detektionssignal. Mit einem zu großen Wert von $(1-\alpha)$ wird das Ausgangssignal der Multiplizierschaltung 19 im Schnitt negativ sein. Dadurch wird das Ausgangssignal des Integrators vermindert, bis der Korrelationswert zwischen $e(k)$ und dem rekonstruierten Detektionssignal gleich Null ist.

Mit Hilfe der Multiplizierschaltung 15 wird ein rekonstruiertes Detektionssignal aus den detektierten Symbolen \hat{a}_k gebildet mit Hilfe des Ausgangssignals des invertierenden Integrators 16. In der idealen Situation ist die Amplitude des rekonstruierten Detektionssignals gleich der Amplitude des aktuellen Detektionssignals. Mit Hilfe der Subtrahierschaltung 18 wird die Differenz zwischen dem rekonstruierten Detektionssignal und dem aktuellen Detektionssignal gefunden. Mit Hilfe der Multiplizierschaltung 17 wird das Differenzsignal $e(k)$ mit dem Detektionssignal multipliziert, so dass ein Fehlersignal an dem Ausgang der Multiplizierschaltung vorhanden ist, wobei dieses Signal ein Maß für die Differenz zwischen der Amplitude des rekonstruierten Detektionssignals und dem aktuellen Detektionssignal ist, ungeachtet des Vorzeichens des Detektionssignals. Wenn die Amplitude des rekonstruierten Detekti-

onssignals zu groß ist, ist das Ausgangssignal der Multiplizierschaltung 17 positiv. Dadurch wird das Ausgangssignal des invertierenden Integrators 16 abnehmen, bis der mittlere Wert des Fehlersignals gleich Null ist. Wenn die Amplitude des rekonstruierten Detektionssignals zu klein ist, ist das Ausgangssignal der Multiplizierschaltung 17 negativ. Dadurch wird das Ausgangssignal des invertierenden Integrators 16 zunehmen, bis der mittlere Wert des Fehlersignals gleich Null ist. Es sei bemerkt, dass es ebenfalls möglich ist, eine AVR-Regelung zu benutzen statt der Regelung, durchgeführt durch die Subtrahierschaltung 18, die Multiplizierschaltung 17, den Integrator 16 und die Multiplizierschaltung 15. Die Amplitude des Eingangssignals der Subtrahierschaltung 8 wird dann auf einen gewünschten Wert geregelt.

In dem in Fig. 8 dargestellten Empfänger wird das Eingangssignal des Empfängers 6 einem ersten Eingang einer Subtrahierschaltung 8 und einem ersten Eingang einer Subtrahierschaltung 44 zugeführt. Der Ausgang der Subtrahierschaltung 44 ist mit einem ersten Eingang einer Multiplizierschaltung 38 verbunden. Ein zweiter Eingang der Multiplizierschaltung 38 wird mit einer Konstanten γ versehen. Der Ausgang der Multiplizierschaltung 38 ist mit einem ersten Teil-Vordetektionsfilter 40 verbunden. Der Ausgang des ersten Teil-Vordetektionsfilters 40 ist mit einem ersten Eingang einer Addierschaltung 42 verbunden. Der Ausgang der Subtrahierschaltung 8 ist mit einem ersten Eingang einer Multiplizierschaltung 36 verbunden. Ein zweiter Eingang der Multiplizierschaltung 36 wird mit einer Konstanten $1-\lambda$ versehen. Der Ausgang der Multiplizierschaltung 36 ist mit einem zweiten Teil-Vordetektionsfilter 10 verbunden. Der Ausgang des zweiten Teil-Vordetektionsfilters 10 ist mit einem zweiten Eingang der Addierschaltung 42 verbunden. Die Ermittlungsmittel 9 zum Ermitteln des Detektionssignals sind in diesem Fall durch die Subtrahierschaltungen 8 und 44, die Multiplizierschaltungen 36 und 38, die Teil-Vordetektionsfilter 10 und 40 und die Addierschaltung 42 gebildet.

Der Ausgang der Addierschaltung 42 ist mit einem Eingang des Detektors 12 und mit einem ersten Eingang der Subtrahierschaltung 18 verbunden. Der Ausgang des Detektors 12 ist mit einem ersten Eingang einer Multiplizierschaltung 17, einem ersten Eingang einer Multiplizierschaltung 26, einem Eingang eines Verzö-

gerungselementes 27 und einem Ausgang des Empfängers 6 verbunden. Der Ausgang des Verzögerungselementes 27 ist mit einem Eingang eines Verzögerungselementes 32, mit einem Eingang einer Multiplizierschaltung 36, einem Eingang einer Multiplizierschaltung 28 und mit einem Eingang einer Multiplizierschaltung 21 verbunden.

5 Der Ausgang der Multiplizierschaltung 36 ist mit einem zweiten Eingang der Subtrahierschaltung 44 verbunden. Der Ausgang der Multiplizierschaltung 21 ist mit einem zweiten Eingang der Subtrahierschaltung 8 verbunden. Der Ausgang der Multiplizierschaltung 26 ist mit einem zweiten Eingang der Subtrahierschaltung 18 verbunden. Der Ausgang der Subtrahierschaltung 18, die $e(k)$ als Ausgangssignal
10 hat, ist mit einem zweiten Eingang der Multiplizierschaltung 17 sowie mit einem zweiten Eingang der Multiplizierschaltung 28 verbunden. Der Ausgang der Multiplizierschaltung 17 ist mit einem Eingang eines invertierenden Integrators 24 verbunden. Der Ausgang des invertierenden Integrators 24 ist mit einem zweiten Eingang der Multiplizierschaltung 26 verbunden.

15 Der Ausgang der Multiplizierschaltung 28 ist mit einem Eingang eines Integrators 20 verbunden. Der Ausgang des Integrators 20 ist mit einem zweiten Eingang der Multiplizierschaltung 21 verbunden.

Der in Fig. 8 dargestellte Empfänger ist vorgesehen zum Empfangen eines Kanals mit einer sog. bipolaren Übertragung. Für die diskrete Zeitimpulsantwort $g(k)$ dieses Kanals kann für eine Abtastperiode gleich dem Symbolintervall Folgendes
20 geschrieben werden: $q(k) = d(k) - d(k-1)$, wobei $\delta(k)$ die Kronecker-Delta-Funktion ist. Wenn das Vordetektionsfilter eine Tiefpasscharakteristik zweiter Ordnung hat, kann Folgendes für die diskrete Zeitimpulsantwort des Vordetektionsfilters geschrieben werden:

$$25 \quad W(k) = \gamma (1 - \alpha)^k + (1 - \gamma) (1 - \beta)^k \quad (10)$$

In (10) sind α und β Maße für die zwei Zeitkonstanten des Tiefpassfilters zweiter Ordnung und γ ist eine Konstante größer als 0 und kleiner als 1. Für die diskrete Zei-

Impulsantwort der Kombination des Kanalfilters und des Vordetektionsfilters wird Folgendes gefunden:

$$q''(k) = \{\gamma(1-\alpha)^k + (1-\gamma)(1-\beta)^k\} \cdot U(k) - \{\gamma(1-\alpha)^{k-1} + (1-\gamma)(1-\beta)^{k-1}\} \cdot U(k-1) \quad (11)$$

- 5 Aus der Impulsantwort gemäß (11) sollen alle Werte für $k > 0$ durch die Kombination der Rückkopplungsmittel und des Vordetektionsfilters eliminiert werden. Die Impulsantwort dieser Kombination ist dann gleich:

$$h''(k) = \{\gamma(1-\alpha)^k + (1-\gamma)(1-\beta)^k - \gamma(1-\alpha)^{k-1} - (1-\gamma)(1-\beta)^{k-1}\} \cdot U(k-1) \quad (12)$$

(12) kann wie folgt geschrieben werden:

$$h''(k) = -\gamma \cdot \alpha(1-\alpha)^{k-1} \cdot U(k-1) - (1-\gamma) \cdot \beta(1-\beta)^{k-1} \cdot U(k-1) \quad (13)$$

- 10 Wenn das Tiefpassfilter zweiter Ordnung durch eine Parallelschaltung eines ersten Tiefpassfilters mit einer Zeitkonstanten, die durch α bestimmt wird, und eines zweiten Tiefpassfilters mit einer Zeitkonstanten, die durch β bestimmt wird, verwirklicht wird, kann die Impulsantwort entsprechend (13) verwirklicht werden, in dem zwei Rückkopplungsfilter benutzt werden. In dem Fall wird das Ausgangssignal eines ersten Rückkopplungsfilters von dem Eingangssignal des ersten Tiefpassfilters subtrahiert und das Ausgangssignal des zweiten Rückkopplungsfilters wird von dem Eingangssignal des zweiten Tiefpassfilters subtrahiert. Die Impulsantwort des ersten Rückkopplungsfilters soll dann gleich $\alpha \cdot \delta(k-1)$ sein und die Impulsantwort des zweiten Rückkopplungsfilters soll dann gleich $\beta \cdot \delta(k-1)$ sein.

- 20 Wenn die beiden Teil-Vordetektionsfilter 10 und 40 und die Rückkopplungsfilter als digitale Filter ausgebildet sind, können die Werte von α und β und γ auf einen festen Wert gesetzt werden.

- 25 Wenn die Teil-Vordetektionsfilter 10 und 40 als analoge Filter ausgebildet sind, kann es notwendig sein, die Rückkopplungsfilter als Adaptivfilter auszubilden, die imstande sind, die Ungenauigkeiten der Werte von α und β in den analo-

gen Teil-Vordetektionsfiltern 10 und 40 auszugleichen. Dann wird vorausgesetzt, dass das Teil-Vordetektionsfilter 10 eine relativ kleine Zeitkonstante hat und dass das Teil-Vordetektionsfilter 40 eine relativ große Zeitkonstante hat.

Für die Anpassung des Rückkopplungsfilters an den wirklichen Wert von α und β , wird ein Differenzsignal $e(k)$ bestimmt, das eine Differenz zwischen einem rekonstruierten Detektionssignal und dem wirklichen Detektionssignal darstellt. Mit Hilfe der Multiplizierschaltung 28 wird der Korrelationswert zwischen dem Symbolwert $\hat{a}(k-1)$ und dem Differenzsignal $e(k)$ bestimmt. Dieser Korrelationswert entspricht dem Wert Null, wenn die Amplitude des ersten Rückkopplungssignals richtig ist. Wenn der Korrelationswert von Null abweicht, wird dieser Fehler durch den Integrator 20 integriert, so dass die Amplitude des ersten Rückkopplungssignals in der guten Richtung angepasst wird.

Mit Hilfe der Multiplizierschaltung 30 wird der Korrelationswert zwischen dem Symbolwert $\hat{a}(k-1)$ und dem Differenzsignal $e(k)$ bestimmt. Dieser Korrelationswert entspricht dem Wert Null, wenn die Amplitude des zweiten Rückkopplungssignals richtig ist. Wenn der Korrelationswert von Null abweicht, wird dieser Fehler durch den Integrator 20 integriert, so dass die Amplitude des ersten Rückkopplungssignals in der guten Richtung angepasst wird. Da das Vordetektionsfilter 40 eine relativ große Zeitkonstante aufweist, wird der Beitrag des Symbolwertes $\hat{a}(k-4)$ zu dem Differenzsignal $e(k)$ durch die Abweichung der Amplitude des zweiten Rückkopplungssignals bestimmt. Durch Bestimmung des Korrelationswertes des Differenzsignals $e(k)$ und des Symbolwertes $\hat{a}(k)$ und durch Anpassung des zweiten Rückkopplungssignals mit Hilfe des Integrators 34 in Reaktion auf diesen Korrelationswert wird der richtige Wert der Amplitude des Rückkopplungssignals erhalten, und zwar ohne dass das erste Rückkopplungssignal die Berechnung derselben stört. Auch hat das zweite Rückkopplungssignal keinen Einfluss auf die Berechnung der Amplitude des ersten Rückkopplungssignals. Eine Bedingung dafür ist, dass die Zeitkonstanten der beiden Filter genügend weit auseinander liegen. Das durch die Multiplizierschaltungen 17 und 26, die Subtrahierschaltung 18 und den Integrator 24 gebildete Steuersystem sorgt dafür, dass die mittlere Amplitude des rekonstruierten Detektionssignals

der mittleren Amplitude des Detektionssignals nach wie vor entspricht. Diese Steuerung entspricht der des in Fig. 7 dargestellten Empfängers.

5 In den in den Fig. 7 und 8 dargestellten Empfängern sind die Vordetektionsfilter nicht adaptiv vorgesehen. Es erübrigt sich zu bemerken, dass es möglich ist, die Vordetektionsfilter adaptiv vorzusehen zum Anpassen des Empfängers an die Eigenschaften des Rauschanteils und/oder an die Übertragungsfunktion des Kanals. Diese Adaptivität kann beispielsweise auf dem LMS-Kriterium basiert sein oder auf dem sog. Null-Forzierungskriterium. Die Implementierung dieser Adaptivität basiert auf dem Differenzsignal $e(k)$.

10 Es sei bemerkt, dass der Empfänger völlig in Hardware implementiert werden kann, es ist aber auch möglich, dass der Empfänger völlig oder teilweise in einem Signalprozessor verwirklicht wird. In dem Fall wird der Signalprozessor durch geeignete Software gesteuert.

PATENTANSPRÜCHE:

1. Übertragungssystem, das einen Sender (2) zum Liefern eines Signals enthält, das digitale Symbole darstellt, zu einem Kanal (4), und das einen Empfänger (6) zum Empfangen eines Ausgangssignals von dem Kanal (4) enthält, wobei dieser Empfänger (6) Ermittlungsmittel (9) aufweist zum Ermitteln eines Detektionssignals aus einer Kombination eines Hilfssignals, das aus dem Eingangssignal des Empfängers (6) hergeleitet wird, und aus einem Rückkopplungssignal, einen Detektor (12, 62) zum Ermitteln detektierter Symbolwerte aus dem Detektionssignal und Rückkopplungsmittel (14, 66) zum Ermitteln des Rückkopplungssignals aus den detektierten Symbolwerten, dadurch gekennzeichnet, dass die Ermittlungsmittel (9) zum Ermitteln des Detektionssignals ein Vordetektionsfilter (10, 60) aufweisen zum Herleiten des Detektionssignals aus der Kombination des Hilfssignals und des Rückkopplungssignals.
2. Übertragungssystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das Vordetektionsfilter (10, 60) ein analoges Filter umfasst.
3. Übertragungssystem nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass das Vordetektionsfilter (10, 60) ein Filter mit einer festen Übertragungsfunktion umfasst.
4. Übertragungssystem nach einem der Ansprüche 1, 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, dass die Rückkopplungsmittel (14, 66) ein Rückkopplungsfilter (14) umfassen.
5. Übertragungssystem nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, dass das Rückkopplungsfilter (14) ein adaptives Filter umfasst.
6. Übertragungssystem nach einem der vorstehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass die Rückkopplungsmittel zum Erzeugen wenigstens zweier

Rückkopplungssignale vorgesehen sind, dass die Ermittlungsmittel (9) zum Ermitteln des Detektionssignals wenigstens zwei parallele Zweige umfassen, wobei jeder der Zweige zum Kombinieren des Hilfssignals mit einem der Rückkopplungssignale vorgesehen ist, dass jeder der Zweige ein Teil-Vordetektionsfilter (10, 40) umfasst zum
5 Filtern der Kombination aus dem Hilfssignal und dem betreffenden Rückkopplungssignal, und dass die Ermittlungsmittel (9) zum Ermitteln des Detektionssignals Kombiniermittel (42) umfassen zum Kombinieren der Ausgangssignale der Zweige zu dem Detektionssignal.

7. Empfänger (6) zum Empfangen eines Signals, das digitale Symbole
10 darstellt aus einem Kanal (4), wobei dieser Empfänger (6) Ermittlungsmittel (9) umfasst zum Ermitteln eines Detektionssignals aus einer Kombination aus einem Hilfssignal, das von einem Eingangssignal des Empfängers (6) hergeleitet ist, und einem Rückkopplungssignal, einen Detektor (12, 62) zum Ermitteln detektierter Symbolwerte aus dem Detektionssignal, und Rückkopplungsmittel (14, 66) zum Ermitteln
15 des Rückkopplungssignals aus den detektierten Symbolwerten, dadurch gekennzeichnet, dass die Ermittlungsmittel (9) zum Ermitteln des Detektionssignals ein Vordetektionsfilter (10, 60) umfasst zum Filtern der Kombination des Hilfssignals und des Rückkopplungssignals.

8. Empfänger nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, dass das Vordetektionsfilter (10, 60) ein analoges Filter umfasst.
20

03.05.02

EP 0 644 677 B1

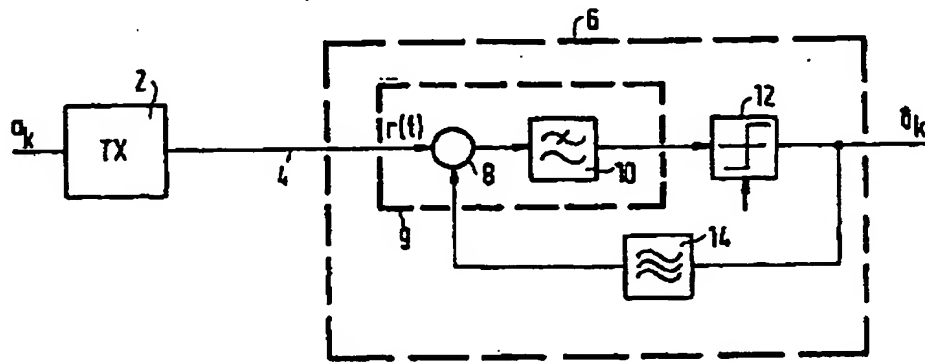


FIG.1

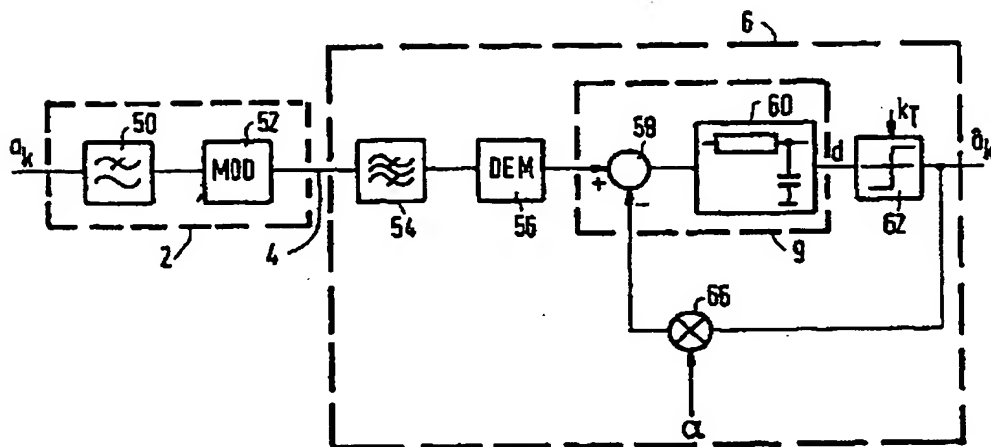


FIG.2

03.05.02

EP 0 644 677 B1

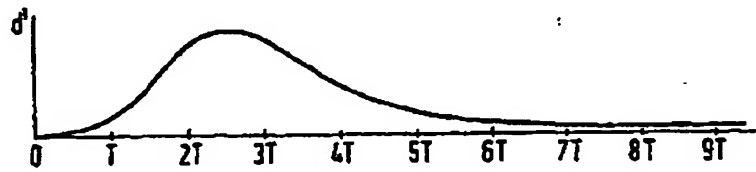


FIG. 3

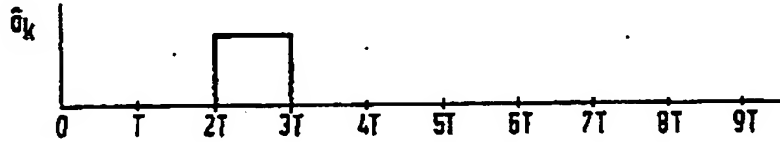


FIG. 4

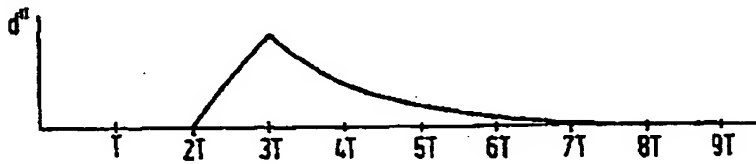


FIG. 5

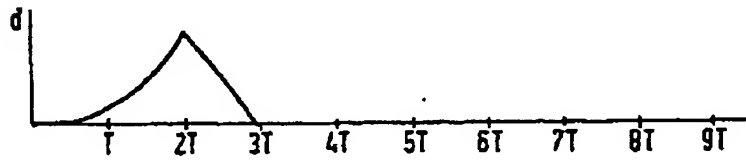


FIG. 6

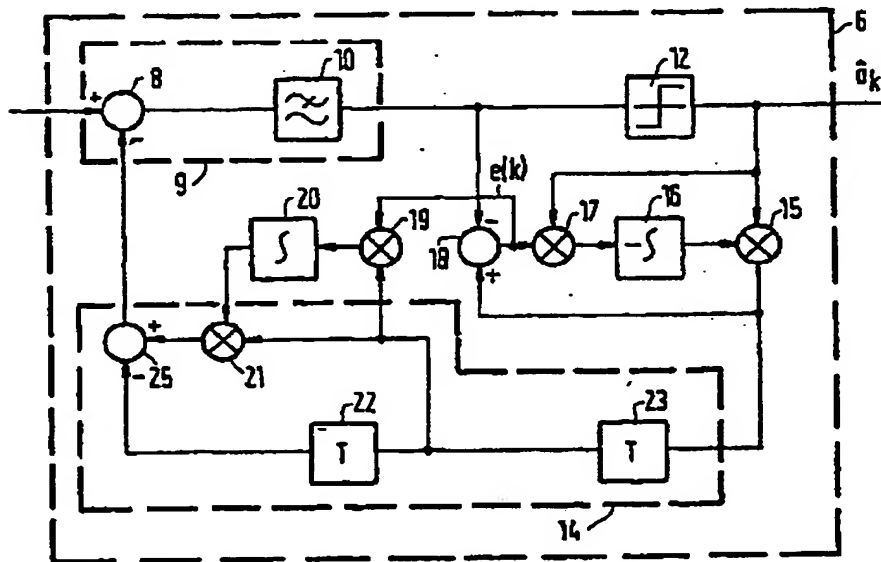


FIG. 7

03.05.02

EP 0 644 677 B1

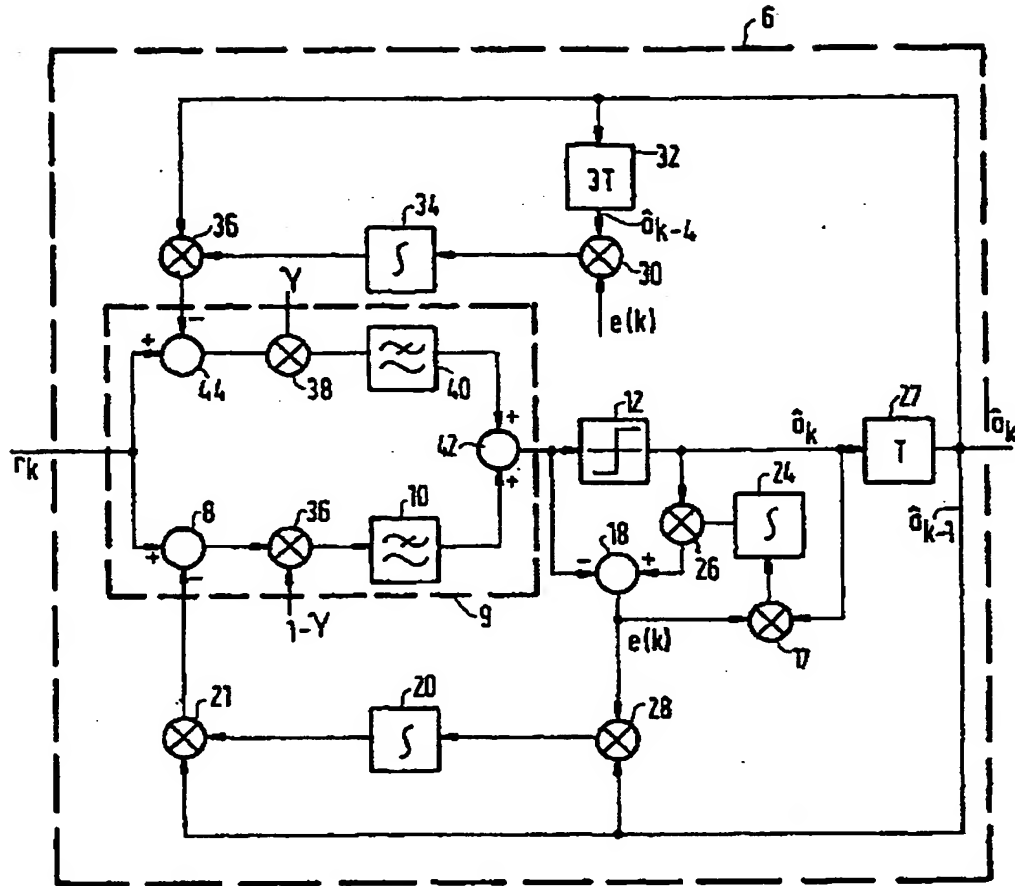


FIG. 8

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☒ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☒ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.